



PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

Yuuzou KUROKAMI

Appln. No.: 09/988,374

Group Art Unit: 2631

Confirmation No.: 8361

Examiner: Unknown

Filed: November 19, 2001

For: CROSS POLARIZATION INTERFERENCE CANCELLER AND METHOD OF  
CANCELING CROSS POLARIZATION INTERFERENCE

#2  
1-7-02  
MB  
RECEIVED  
DEC 21 2001  
Technology Center 2600

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

Sir:

Submitted herewith is a certified copy of the priority document on which a claim to  
priority was made under 35 U.S.C. § 119. The Examiner is respectfully requested to  
acknowledge receipt of said priority document.

Respectfully submitted,

SUGHRUE MION, PLLC  
2100 Pennsylvania Avenue, N.W.  
Washington, D.C. 20037-3213  
Telephone: (202) 293-7060  
Facsimile: (202) 293-7860

  
\_\_\_\_\_  
J. Frank Osha  
Registration No. 24,625

Enclosures: Japan 2000-350876

Date: December 19, 2001



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

Y. Kurokami  
09/988,374  
Q67336  
Filed 11/19/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。 1 of 1

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office

出 願 年 月 日  
Date of Application:

2000年11月17日

出 願 番 号  
Application Number:

特願2000-350876

出 願 人  
Applicant(s):

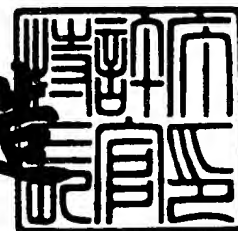
日本電気株式会社

Received  
DEC 21 2001  
JPO

2001年 8月31日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



【書類名】 特許願

【整理番号】 51105811

【提出日】 平成12年11月17日

【あて先】 特許庁 長官殿

【国際特許分類】 H04J 11/00

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

    【氏名】 黒上 雄三

【特許出願人】

    【識別番号】 000004237

    【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100105511

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 鈴木 康夫

【選任した代理人】

    【識別番号】 100109771

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 臼田 保伸

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 055457

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

    【包括委任状番号】 9711687

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 交差偏波間干渉補償回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 互いに直交する 2 つの偏波を用いて伝送された信号を受信する手段と、受信した各偏波の信号をそれぞれ I F 信号に変換するための 2 つの受信ローカル発振器と、変換された自偏波の I F 信号からベースバンド信号を復調する復調手段、変換された異偏波の I F 信号を復調して異偏波からの干渉成分の複製信号を生成する X P I C 参照信号生成手段、及び前記ベースバンド信号と前記異偏波からの干渉成分の複製信号とを加算することにより交差偏波干渉成分を除去して復調信号を再生する手段からなり、前記各偏波受信信号をそれぞれ復調する 2 つの復調器と、を有する交差偏波間干渉補償回路において、

前記 2 つの受信ローカル発振器から出力されるローカル信号間の位相差を検出するローカル位相差検出器と、該ローカル位相差検出器から出力される位相差信号によって前記ベースバンド信号と前記各 X P I C 参照信号の位相が同一となるように制御する位相制御手段とを備えたことを特徴とする交差偏波間干渉補償回路。

【請求項 2】 前記ローカル位相差検出器は、前記 2 つの受信ローカル発振器から出力されるローカル信号間の位相差を検出してその位相回転方向が互いに逆方向の関係にある 2 つの位相差信号を出力するように構成され、前記位相制御手段は、前記ローカル位相差検出器から出力される前記 2 つの位相差信号を入力して前記各 X P I C 参照信号生成手段に入力される信号の位相をその移相方向が互いに逆方向となるよう制御する 2 つの可変移相器によって構成されていることを特徴とする請求項 1 記載の交差偏波間干渉補償回路。

【請求項 3】 前記 2 つの受信ローカル発振器は、共通リファレンス発振器に接続されて同期がとられていることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の交差偏波間干渉補償回路。

【請求項 4】 前記各復調器はそれぞれ、入力された自偏波の I F 信号及び異偏波の I F 信号をそれぞれ更に周波数変換する共通の一次キャリア発振器と、該周波数変換された自偏波の I F 信号及び異偏波の I F 信号をそれぞれ自偏波の

デジタル信号及び異偏波のデジタル信号に変換するA/D変換器と、前記自偏波のデジタル信号と数値演算制御発振器で生成した二次キャリア信号を入力してベースバンド信号を復調する第1の無限移相器と、前記異偏波のデジタル信号と前記数値演算制御発振器で生成した二次キャリア信号を入力してX P I C参照信号を生成する第2の無限移相器と、該X P I C参照信号を入力して異偏波からの干渉成分の複製信号を生成するトランスバーサルフィルタと、前記ベースバンド信号と前記異偏波からの干渉成分の複製信号を加算して交差偏波干渉除去を行う加算器と、該加算器の出力を判定して復調データを出力する判定回路と、該判定回路で生成した誤差信号を元に位相制御信号を作成し、前記数値演算制御発振器で発生する二次キャリア信号の周波数制御を行うキャリア同期制御器と、前記判定回路で生成した誤差信号を元にタップ係数制御信号を作成し、前記トランスバーサルフィルタのタップ係数を制御するタップ係数制御回路を備えており、前記可変移相器は、前記第2の無限移相器の前段に接続された第3の無限移相器によって構成されていることを特徴とする請求項2または3記載の交差偏波間干渉補償回路。

【請求項5】 前記ローカル位相差検出器は、前記2つのローカル発振器の出力を乗算して周波数差信号を導出する乗算器及び低域ろ波器と、該周波数差信号をデジタル信号に変換するA/D変換器と、ローカル位相差信号を出力する数値制御発振器と、該数値制御発振器で生成したローカル位相差信号と前記デジタル信号に変換された周波数差信号とを比較して差信号を出力する移相比較器と、該差信号により前記前記数値制御発振器の発振周波数を制御するループフィルタを備えていることを特徴とする請求項1～4のいずれかに記載の交差偏波間干渉補償回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交する2つの偏波を用いて伝送を行う両偏波伝送方式に関し、特に、両偏波間の交差偏波間干渉成分を除去する技術に関する。

【0002】

## 【従来の技術】

デジタルマイクロ波通信装置においては、周波数利用効率を上げるため電波の直交する2つの偏波面、垂直偏波（V）と水平偏波（H）を用いて信号の伝送を行う両偏波伝送方式が用いられている。この方式においてはV偏波とH偏波が同じ周波数を使用するため、アンテナや空間の偏波面の直交性にずれがある場合V偏波からH偏波あるいはH偏波からV偏波への信号の漏れ込みが発生する。

## 【0003】

この漏れ込みは交差偏波間干渉と呼ばれ、信号の伝送品質に悪影響を与える。特に両偏波伝送方式とQAMなどの多値変復調方式を併用している場合は影響が顕著であるため、通常交差偏波間干渉補償器（XPIC: Cross Polarization Interference Canceller）を用いた干渉成分除去を行う。なお、XPICの詳細については、例えば特開2000-165339号公報等が開示されている。

## 【0004】

XPICにおいて対象とする偏波を自偏波、またそれと直交するように偏波された電波を異偏波と定義するが、受信側において異偏波からの干渉を補償するためには、異偏波より受け渡されるXPIC参照信号と自偏波信号との位相関係が、異偏波側干渉を受けるRF段階での異偏波と自偏波の位相関係と同一でなければならない。

## 【0005】

この条件を満たすための自偏波と異偏波の局部発信（ローカル）周波数の設定として、送信ローカル同期方式と受信ローカル同期方式の2方式が存在する。復調器のキャリア再生として準同期方式を用いる場合には、ハードウェア構成で相性がよい受信ローカル同期方式が用いられる場合が多い。受信ローカル同期方式に関しては例えば特開昭63-222534号公報が開示されている。

## 【0006】

この受信ローカル同期方式には、自偏波の受信器と異偏波の受信器とが1つのローカル発信器を共用する共通ローカル方式と、自偏波の受信器と異偏波の受信器とがローカル発振器を独立に保有しローカル発振器のリファレンス信号を共用する共通リファレンス方式の2方式が存在する。

## 【 0 0 0 7 】

共通ローカル方式では回路構成が簡単になる反面、ローカル発振器の機器故障の場合に両偏波の信号が同時に断となる可能性があり、共通リファレンス方式では逆に回路構成が複雑な分ローカル発振器の機器故障に対してその影響を片偏波に抑えることができる。

## 【 0 0 0 8 】

そのため電波利用効率に対する要求が厳しく、無線周波数での予備回線をV偏波とH偏波の両偏波で一つしかとれない場合には、リファレンス同期方式を用いて冗長性の高い構成とする場合が多い。

## 【 0 0 0 9 】

図5は、従来のリファレンス同期を用いた受信ローカル同期方式の復調システムを示すブロック図である。図5において、V/Hの送信データ信号は、端子1/1'から変調器11/11'にそれぞれ入力され、変調を受けた送信IF信号は、送信器12/12'でRF信号に周波数変換され送信アンテナ13/13'から放射される。

## 【 0 0 1 0 】

V偏波の受信系において、V偏波送信器12から送信された送信信号100とH偏波送信器12'から送信されV偏波へ漏れ込んだ干渉信号101'は、空間上で結合され受信アンテナ14にV偏波受信信号として入力する。V偏波受信信号は、共通リファレンス発振器17に同期する受信ローカル発振器16よりの受信ローカル信号を入力とする受信器15で周波数変換され、V偏波受信IF信号102となる。

## 【 0 0 1 1 】

同様にH偏波の受信系において、H偏波送信器12'から送信された送信信号100'とV偏波送信器12から送信されH偏波へ漏れ込んだ干渉信号101は、空間上で結合され受信アンテナ14'にH偏波受信信号として入力する。H偏波受信RF信号は、共通リファレンス発振器17に同期する受信ローカル発振器16'よりのローカル信号を入力とする受信器15'で周波数変換され、H偏波受信IF信号102'となる。

## 【 0 0 1 2 】

V 偏波の復調系において、復調器 1 8 は V 偏波受信 I F 信号 1 0 2 を復調し、更に H 偏波受信 I F 信号 1 0 2' を X P I C 参照信号として交差偏波干渉を行い、最終的に復調及び干渉除去を行った受信データ信号を端子 2 から出力する。同様に H 偏波の復調系において、復調器 1 8' は H 偏波受信 I F 信号 1 0 2' を復調し、更に V 偏波受信 I F 信号 1 0 2 を X P I C 参照 I F 信号として交差偏波間干渉補償を行い、最終的に復調及び干渉除去を行った復調データ信号を端子 2' から出力する。

## 【 0 0 1 3 】

次に、図 6 を用いて従来の復調器の詳細を説明する。端子 3 から入力した自偏波の I F 信号は、一次キャリア発振器 2 1 の出力である一次キャリア信号 1 1 1 を用いて乗算器 2 2 で周波数変換され、その後低域ろ波器 2 3 で高調波成分を除去され、さらに A/D 変換器 2 4 で量子化されデジタル信号に変換される。

## 【 0 0 1 4 】

このデジタル信号と数値演算制御発振器 (N C O : Numerical Controlled Oscillator) 2 5 で生成した二次キャリア信号 1 1 2 とを無限移相器 (E P S : Endless Phase Shifter) 2 6 に入力し周波数変換を行い、ベースバンド信号を復調する。キャリア同期制御器 2 7 は、判定回路 2 9 で生成した誤差信号を元に位相制御信号を作成し、N C O 2 5 で発生する二次キャリア信号の周波数制御を行う。

## 【 0 0 1 5 】

また端子 4 から入力した異偏波の I F 信号は自偏波側と共通の一次キャリア信号 1 1 1 を用いて乗算器 2 2' で周波数変換され、その後低域ろ波器 2 3' で高調波成分を除去され、A/D 変換器 2 4' で量子化されデジタル信号に変換される。このデジタル信号は更に自偏波側と共通の N C O 2 5 で生成した二次キャリアと共に無限移相器 2 6' に入力し、周波数変換されて X P I C 参照信号となる。

## 【 0 0 1 6 】

この X P I C 参照信号とタップ係数制御回路 3 1 で生成された X P I C のタッ



プ係数とがトランスバーサルフィルタ30の入力となり、空間で受けた異偏波からの干渉成分の複製信号が生成される。そして、自偏波ベースバンド信号から異偏波干渉成分の複製信号を加算器28で取り除くことにより交差偏波干渉除去を行うことができる。

## 【0017】

このように、交差偏波間干渉の除去を行うためにはX P I C回路にて空間で受けた交差偏波間干渉成分の複製信号を作る必要がある。そのためには交差偏波間干渉が発生するR F段での自偏波送信信号100と異偏波干渉信号101との位相関係が、干渉除去を行うベースバンド段での自偏波ベースバンド信号103とベースバンドX P I C参照信号104との位相関係と同一でなければならない。

## 【0018】

この条件を実現するため、従来、ローカル発振器のリファレンス信号及び一次キャリア信号、二次キャリア信号を共通とすることで両者の周波数関係を同一とし、更に残った位相関係をX P I Cで補償している。

## 【0019】

次に、以上説明した従来の受信ローカル同期のX P I C動作について数式を用いて説明する。

## 【0020】

まず送信系に関して以下の信号を定義する。

V偏波のベースバンド信号： $V(t)=V_P(t)+jV_Q(t)$ 、

( $V_P(t)$ ：P c h成分、 $V_Q(t)$ ：Q c h成分)

H偏波のベースバンド信号： $H(t)=H_P(t)+jH_Q(t)$ 、

( $H_P(t)$ ：P c h成分、 $H_Q(t)$ ：Q c h成分)

V偏波送信キャリア： $\cos(\omega_{VT}t+\theta_{VT})$ 、

( $\omega_{VT}$ ：V偏波の送信キャリア周波数、 $\theta_{VT}$ ：V偏波の送信キャリア位相)

H偏波送信キャリア： $\cos(\omega_{HT}t+\theta_{HT})$ 、

( $\omega_{HT}$ ：H偏波の送信キャリア周波数、 $\theta_{HT}$ ：H偏波の送信キャリア位相)

## 【0021】

このときV偏波及びH偏波の送信RF信号、 $V_{TX}(t)$ 及び $H_{TX}(t)$ は以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} V_{TX}(t) &= V_P(t) \cdot \cos(\omega_{VT}t + \theta_{VT}) - V_Q(t) \cdot \sin(\omega_{VT}t + \theta_{VT}) \\ &= \text{real}[V(t) \cdot \exp(j(\omega_{VT}t + \theta_{VT}))] \end{aligned}$$

$$H_{TX}(t) = \text{real}[H(t) \cdot \exp(j(\omega_{HT}t + \theta_{HT}))].$$

【0022】

各偏波の送信RF信号が空間上でH偏波→V偏波に係数 $\alpha_V$ 及びV偏波→H偏波に係数 $\alpha_H$ の関係で結合すると仮定すると、V偏波及びH偏波の受信RF信号、 $V_{RX}(t)$ 及び $H_{RX}(t)$ は以下の式で表すことができる。

$$V_{RX}(t) = \text{real}[V(t) \cdot \exp(j(\omega_{VT}t + \theta_{VT})) + \alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j(\omega_{HT}t + \theta_{HT}))]$$

$$H_{RX}(t) = \text{real}[H(t) \cdot \exp(j(\omega_{HT}t + \theta_{HT})) + \alpha_H \cdot V(t) \cdot \exp(j(\omega_{VT}t + \theta_{VT}))].$$

【0023】

それぞれの受信RF信号は、受信器において以下の受信ローカル信号により周波数変換される。なお共通のリファレンス信号に同期しているためそれぞれのローカル信号の周波数は同一で位相のみが独立である。

V偏波の受信ローカル信号： $\cos(\omega_R t + \theta_{VR})$ 、

( $\omega_R$ ：受信ローカル周波数、 $\theta_{VR}$ ：V偏波の受信ローカル位相)

H偏波の受信ローカル信号： $\cos(\omega_R t + \theta_{HR})$ 、

( $\theta_{HR}$ ：H偏波の受信ローカル位相)。

【0024】

ここでV偏波を自偏波とし、自偏波に着目して展開を行う。自偏波の受信器を通過した受信IF信号 $V_{IF}(t)$ 及び異偏波の受信器を通過したXPIC参照信号 $V_{IX}(t)$ は以下の式で表すことができる。

$$V_{IF}(t) = \text{real}[V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R)t + (\theta_{VT} - \theta_{VR}))) + \alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R)t + (\theta_{HT} - \theta_{VR})))]$$

$$V_{IX}(t) = \text{real}[H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R)t + (\theta_{HT} - \theta_{HR}))) + \alpha_H \cdot V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R)t + (\theta_{VT} - \theta_{HR})))].$$

## 【 0 0 2 5 】

復調器 1 8 においては、受信 I F 信号の周波数成分及び位相成分に内部の発振器の発振周波数を合わせる同期操作を行うため、受信 I F 周波数と復調器内部の発振周波数は等しくなり以下の式が成立する。

$$(\omega_{VT} - \omega_R) = (\omega_{D1} + \omega_{D2}),$$

( $\omega_{D1}$  : 受信一次キャリア周波数、 $\omega_{D2}$  : 受信二次キャリア周波数)

$$(\theta_{VT} - \theta_{VR}) = (\theta_{D1} + \theta_{D2}),$$

( $\theta_{D1}$  : 受信一次キャリア位相、 $\theta_{D2}$  : 受信二次キャリア位相)。

## 【 0 0 2 6 】

受信 I F 信号に対して復調操作の終わった受信ベースバンド信号  $V_{BB}(t)$  は、以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} V_{BB}(t) &= \text{real} [V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{VT} - \theta_{VR} - \theta_{D1} - \theta_{D2}))) + \alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{HT} - \theta_{VR} - \theta_{D1} - \theta_{D2}))) \\ &= V(t) + \text{real} [\alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_{VT})t + (\theta_{HT} - \theta_{VT})))]. \end{aligned}$$

## 【 0 0 2 7 】

また X P I C 内トランスバーサルフィルタの入力となるベースバンド X P I C 参照信号  $V_{BX}(t)$  は、以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} V_{BX}(t) &= \text{real} [H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{HT} - \theta_{HR} - \theta_{D1} - \theta_{D2}))) + \alpha_H \cdot V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{VT} - \theta_{HR} - \theta_{D1} - \theta_{D2}))) \\ &= \text{real} [H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_{VT})t + (\theta_{HT} - \theta_{HR} - \theta_{VT} + \theta_{VR}))) \\ &+ \alpha_H \cdot V(t) \cdot \exp(j(\theta_{VR} - \theta_{HR}))]. \end{aligned}$$

## 【 0 0 2 8 】

ところで X P I C は、参照信号をもとに受信ベースバンド信号に存在する交差偏波干渉成分（受信ベースバンド信号の第 2 項）の複製信号を作るよう働くので、X P I C が理想的に動作した場合は X P I C 複製信号  $V_{XPIC}(t)$  及び X P I C 応答は以下の式で表すことができる。

$$V_{XPIC}(t) = \text{real} [-\alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_{VT})t + (\theta_{HT} - \theta_{VT})))]$$

$$-\alpha_V \cdot \alpha_H \cdot V(t)$$

X P I C 応答:  $-\alpha_V \cdot \exp(j(\theta_{HR} - \theta_{VR}))$ 。

【0029】

加算器28で、受信ベースバンド信号とX P I C複製信号が加算されることにより、ベースバンド信号 $V_O(t)$ は交差偏波干渉成分が除去され以下の式で表すことができる。

$$V_O(t) = V(t) - \alpha_V \cdot \alpha_H \cdot V(t)。$$

【0030】

ベースバンド信号の第2項は符号間干渉成分となるが通常 $\alpha_V$ と $\alpha_H$ は1より小さいためその成分は無視する事ができる。また $\alpha_V$ と $\alpha_H$ が無視できないような場合では、等化器を併用することによりその符号間干渉成分を取り除くことができる。

【0031】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、通常R F段で使用するローカル発振器は位相雑音成分が大きく、周波数項を一定と考えた場合に位相項に時間変動成分が発生する。受信リファレンス同期方式ではV偏波とH偏波で異なるローカル発振器を使用しているため、共通リファレンス発振器を用いることにより発振周波数については両者を一定にすることは可能であるが、それぞれのローカル発振器で発生する位相雑音成分は独立であり、V偏波とH偏波のローカル位相差成分にも時間的変動項が残ってしまう。

【0032】

このような状況でX P I Cが正常に動作するためには、X P I Cは単に交差偏波干渉成分:  $\alpha_V$ の複製を作るだけでなく、同時に時間的に変動するローカル位相差:  $\exp(j(\theta_{HR} - \theta_{VR}))$ に追随する動きも要求される。

【0033】

ところがX P I Cはトランスバーサルフィルタで構成されているため、時間的変動がない位相差に対しては複製信号を作ることができるが、時間的に早く変動する位相差に対して追随して十分な複製信号を作ることができない。これはタッ

プ係数制御回路への要求されるダイナミック特性に対して、回路が十分に対応できないからである。また位相差への追従特性はトランスバーサルフィルタのタップ係数が大きくなればそれだけ劣化するので、交差偏波干渉が大きくなればそれだけ追従特性の劣化が大きくなる。

## 【 0 0 3 4 】

したがって、従来使用されている受信リファレンス同期式の X P I C システムは、ローカル発振器の位相雑音成分の増加によって交差偏波干渉補償能力が劣化するという問題がある。

## 【 0 0 3 5 】

本発明の目的は、上記問題点に鑑み、受信リファレンス同期方式の X P I C における自偏波と異偏波のローカル位相雑音による交差偏波間干渉補償特性の劣化を防止する手段を提供することにある。

## 【 0 0 3 6 】

## 【課題を解決するための手段】

交差偏波間干渉補償回路 (X P I C : Cross Polarization Interference Canceller) にて交差偏波間干渉の除去を行うためには、干渉が発生する R F 段での自偏波送信信号と異偏波干渉信号との位相関係が、干渉除去を行うベースバンド段での自偏波ベースバンド信号とベースバンド X P I C 参照信号との位相関係と同一でなければならない。

## 【 0 0 3 7 】

そこで本発明の交差偏波間干渉補償回路では、互いに直交する偏波のそれぞれの受信ローカル発振器で発生する位相関係を検出するローカル位相差検出器と、該ローカル位相差検出器で検出した位相差を補償する無限移相器 (E P S : Endless Phase Shifter) を装備し、R F 段での自偏波送信信号と異偏波干渉信号との位相関係と干渉除去を行うベースバンド段での自偏波ベースバンド信号とベースバンド X P I C 参照信号との位相関係とが同一となるように、X P I C に入力する以前に X P I C 参照信号に存在する位相及び位相雑音成分を補償したことを特徴とする。

## 【 0 0 3 8 】

## 【発明の実施の形態】

図 1 は、本発明の実施形態を示すリファレンス同期を用いた受信ローカル同期方式の送受信システムのブロック構成図である。図 1 において、V/H の送信データ信号は端子 1/1' から変調器 11/11' にそれぞれ入力され、変調を受けた送信 I F 信号は送信器 12/12' で R F 信号に周波数変換され送信アンテナ 13/13' から放射される。

## 【0039】

V 偏波の受信系において、V 偏波送信器 12 から送信された送信信号 100 と H 偏波送信器 12' から送信され V 偏波へ漏れ込んだ干渉信号 101' は、空間上で結合され受信アンテナ 14 に V 偏波受信信号として入力する。V 偏波受信信号は、共通リファレンス発振器 17 に同期する受信ローカル発振器 16 よりの受信ローカル信号を入力とする受信器 15 で周波数変換され V 偏波受信 I F 信号 102 となる。

## 【0040】

同様に H 偏波の受信系において、H 偏波送信器 12' から送信された送信信号 100' と V 偏波送信器 12 から送信され V 偏波へ漏れ込んだ干渉信号 101 は、空間上で結合され受信アンテナ 14' に H 偏波受信信号として入力する。H 偏波受信信号は、共通リファレンス発振器 17 に同期する受信ローカル発振器 16' よりのローカル信号を入力とする受信器 15' で周波数変換され H 偏波受信 I F 信号 102' となる。

## 【0041】

また、ローカル位相差検出器 19 は V 偏波及び H 偏波の受信ローカル発振器 16, 16' からの受信ローカル信号を入力とし、内蔵された PLL 回路で両信号の位相差を検出し、EPS 制御信号 103, 103' を出力する。

## 【0042】

V 偏波の復調系において、復調器 18 は V 偏波受信 I F 信号 102 を復調する。また H 偏波受信 I F 信号 102' は乗算器で周波数変換された後 EPS 20 に入力され、ローカル位相差検出器 19 で検出した位相差を補償するよう位相回転が施される。この EPS 20 の出力信号を X P I C 参照信号として交差偏波間干

渉補償を行い最終的に復調及び干渉補償を行った復調データ信号を端子 2 から出力する。

## 【 0 0 4 3 】

同様に H 偏波の復調系において、復調器 1 8' は H 偏波受信 I F 信号 1 0 2' を復調する。また V 偏波受信 I F 信号 1 0 2 は乗算器で周波数変換された後 E P S 2 0' に入力され、ローカル位相差検出器 1 9 で検出した位相差を補償するよう位相回転が施される。この E P S 2 0' の出力信号を X P I C 参照信号として交差偏波間干渉補償を行い最終的に復調及び干渉補償を行った復調データ信号を端子 2' から出力する。

## 【 0 0 4 4 】

次に図 2 を用いて本発明の復調器 1 8, 1 8' の詳細を説明する。

## 【 0 0 4 5 】

端子 3 から入力した自偏波の I F 信号は、一次キャリア発振器 2 1 の出力である一次キャリア信号 1 1 1 を用いて乗算器 2 2 で周波数変換され、その後低域ろ波器 2 3 で高調波成分を除去され、さらに A / D 変換器 2 4 で量子化されデジタル信号に変換される。

## 【 0 0 4 6 】

このデジタル信号と数値演算制御発振器 ( N C O ) 2 5 で生成した二次キャリア信号 1 1 2 とを無限移相器 2 6 に入力し周波数変換を行いベースバンド信号を復調する。キャリア同期制御器 2 7 は判定器 2 9 で生成した誤差信号を元に位相制御信号を作成し、 N C O 2 5 で発生する二次キャリア信号の周波数制御を行う。

## 【 0 0 4 7 】

また端子 4 から入力した異偏波の受信 I F 信号は自偏波側と共通の一次キャリア信号 1 1 1 を用いて乗算器 2 2' で周波数変換され、その後低域ろ波器 2 3' で高調波成分を除去され、 A / D 変換器 2 4' で量子化されデジタル信号に変換される。

## 【 0 0 4 8 】

このデジタル信号は、 E P S 制御信号 1 0 3 に基づき位相回転を与える無限移

相器 2 0 に入力され、受信ローカル発振器 1 6、1 6' で独立に発生する位相雑音成分の差分が除去される。このデジタル信号は更に自偏波側と共通の N C O 2 5 で生成した二次キャリア信号 1 1 2 と共に無限移相器 2 6' に入力し、周波数変換されて X P I C 参照ベースバンド信号となる。

## 【 0 0 4 9 】

この X P I C 参照ベースバンド信号とタップ係数制御器 3 1 で生成された X P I C のタップ係数とがトランスバーサルフィルタ 3 0 の入力となり、空間で受けた異偏波からの干渉成分の複製信号が生成される。自偏波ベースバンド信号から異偏波干渉成分の複製信号を加算器 2 8 で取り除くことにより交差偏波干渉除去を行うことができる。

## 【 0 0 5 0 】

図 3 は、本発明で用いるローカル位相差検出器 1 9 の詳細を示すブロック図である。

## 【 0 0 5 1 】

図 3 において、端子 7 及び 7' に入力する V 偏波及び H 偏波の受信ローカル信号を乗算器 5 1 に入力し、その乗算結果を低域ろ波器 5 2 を通過させることにより高調波成分を除去し、周波数差成分を導出する。この信号を A/D 変換器 5 3 でデジタル信号に変換した後、内蔵された N C O 5 6 で生成したローカル位相差信号と位相比較器 5 4 で位相比較を行い、N C O 5 6 の発振周波数を制御する。

## 【 0 0 5 2 】

この結果、N C O 5 6 の出力であるローカル位相差信号は V 偏波と H 偏波の受信ローカル信号位相の差分成分に同期し、V 偏波の無限移相器 2 0 に対して N C O の発振周波数に応じた E P S 制御信号 1 0 3 を端子 8 より出力する。また H 偏波の無限移相器 2 0' に対しては E P S 制御信号 1 0 3 の位相回転方向を反転させた信号 1 0 3' を端子 8' より出力する。

## 【 0 0 5 3 】

次に、本発明の X P I C システムの動作について数式を用いて詳細に説明する。なお説明に当たって以下の信号を定義する。

V 偏波のベースバンド信号： $V(t) = V_P(t) + jV_Q(t)$ 、



( $V_P(t)$  : P c h 成分、 $V_Q(t)$  : Q c h 成分)

H 偏波のベースバンド信号 :  $H(t) = H_P(t) + jH_Q(t)$ 、

( $H_P(t)$  : P c h 成分、 $H_Q(t)$  : Q c h 成分)

V 偏波送信キャリア :  $\cos(\omega_{VT}t + \theta_{VT})$ 、

( $\omega_{VT}$  : V 偏波の送信キャリア周波数、 $\theta_{VT}$  : V 偏波の送信キャリア位相)

H 偏波送信キャリア :  $\cos(\omega_{HT}t + \theta_{HT})$ 、

( $\omega_{HT}$  : H 偏波の送信キャリア周波数、 $\theta_{HT}$  : H 偏波の送信キャリア位相)

【 0 0 5 4 】

このとき V 偏波及び H 偏波の送信信号  $V_{TX}(t)$  及び  $H_{TX}(t)$  は以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} V_{TX}(t) &= V_P(t) \cdot \cos(\omega_{VT}t + \theta_{VT}) - V_Q(t) \cdot \sin(\omega_{VT}t + \theta_{VT}) \\ &= \text{real}[V(t) \cdot \exp(j(\omega_{VT}t + \theta_{VT}))] \end{aligned}$$

$$H_{TX}(t) = \text{real}[H(t) \cdot \exp(j(\omega_{HT}t + \theta_{HT}))].$$

【 0 0 5 5 】

各偏波の送信信号が空間上で H 偏波 → V 偏波に係数  $\alpha_V$  及び V 偏波 → H 偏波に係数  $\alpha_H$  の関係で結合すると仮定すると、V 偏波及び H 偏波の受信 RF 信号  $V_{RX}(t)$  及び  $H_{RX}(t)$  は以下の式で表すことができる。なおこの結合量  $\alpha_V$  及び  $\alpha_H$  が交差偏波間干渉に相当する。

$$V_{RX}(t) = \text{real}[V(t) \cdot \exp(j(\omega_{VT}t + \theta_{VT})) + \alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j(\omega_{HT}t + \theta_{HT}))]$$

$$H_{RX}(t) = \text{real}[H(t) \cdot \exp(j(\omega_{HT}t + \theta_{HT})) + \alpha_H \cdot V(t) \cdot \exp(j(\omega_{VT}t + \theta_{VT}))].$$

【 0 0 5 6 】

それぞれの受信 RF 信号は、受信器において以下の受信ローカル信号により周波数変換される。なお共通のリファレンス信号に同期しているためそれぞれのローカル信号の周波数は同一で位相のみが独立である。

V 偏波の受信ローカル信号 :  $\cos(\omega_Rt + \theta_{VR})$ 、

( $\omega_R$  : 受信ローカル周波数、 $\theta_{VR}$  : V 偏波の受信ローカル位相)

H偏波の受信ローカル信号： $\cos(\omega_R t + \theta_{HR})$ 、

( $\theta_{HR}$ ：H偏波の受信ローカル位相)。

【0057】

ここでV偏波を自偏波とし、自偏波に着目して展開を行う。自偏波の受信器を通過した受信IF信号 $V_{IF}(t)$ 及び異偏波の受信器を通過したXPIC参照IF信号 $V_{IX}(t)$ は以下の式で表すことができる。

$$V_{IF}(t) = \text{real} [V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R)t + (\theta_{VT} - \theta_{VR}))) + \alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R)t + (\theta_{HT} - \theta_{VR})))]$$

$$V_{IX}(t) = \text{real} [H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R)t + (\theta_{HT} - \theta_{HR}))) + \alpha_H \cdot V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R)t + (\theta_{VT} - \theta_{HR})))]$$

【0058】

復調器18においては受信IF信号のキャリア周波数成分に内部の発振器の発振周波数を合わせるキャリア同期再生を行うため、受信IF周波数と復調器内部の発振周波数は等しくなり以下の式が成立する。

$$(\omega_{VT} - \omega_R) = (\omega_{D1} + \omega_{D2}),$$

( $\omega_{D1}$ ：受信一次キャリア周波数、 $\omega_{D2}$ ：受信二次キャリア周波数)

$$(\theta_{VT} - \theta_{VR}) = (\theta_{D1} + \theta_{D2}),$$

( $\theta_{D1}$ ：受信一次キャリア位相、 $\theta_{D2}$ ：受信二次キャリア位相)。

【0059】

受信IF信号に対して復調操作の終わった受信ベースバンド信号 $V_{BB}(t)$ は、以下の式で表すことができる。

$$V_{BB}(t) = \text{real} [V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{VT} - \theta_{VR} - \theta_{D1} - \theta_{D2}))) + \alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{HT} - \theta_{VR} - \theta_{D1} - \theta_{D2})))]$$

$$= V(t) + \text{real} [\alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_{VT})t + (\theta_{HT} - \theta_{VT})))]$$

【0060】

またローカル位相差検出器19は、内蔵のPLL回路でローカル位相差信号を生成する。本回路で生成されるローカル位相差信号は、 $\exp(j(\theta_{HR} - \theta_{VR}))$ で表される。

## 【0061】

上記ローカル位相差信号を元にEPS回路20で位相差の補償を行った結果、本発明のベースバンドXPIC参照信号 $V_{BX}(t)$ は、以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} V_{BX}(t) &= \text{real} [H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{HT} - \theta_{HR} - \theta_{D1} - \theta_{D2}))) + \alpha_H \cdot V(t) \cdot \exp(j((\omega_{VT} - \omega_R - \omega_{D1} - \omega_{D2})t + (\theta_{VT} - \theta_{HR} - \theta_{D1} - \theta_{D2}))) \cdot \exp(j(\theta_{HR} - \theta_{VR})))] \\ &= \text{real} [H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_{VT})t + (\theta_{HT} - \theta_{VT}))) + \alpha_H \cdot V(t)]. \end{aligned}$$

## 【0062】

ベースバンドXPIC参照信号を使用してXPICが理想的に動作した場合はXPIC複製信号 $V_{XPIC}(t)$ 及びXPIC応答は以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} V_{XPIC}(t) &= \text{real} [-\alpha_V \cdot H(t) \cdot \exp(j((\omega_{HT} - \omega_{VT})t + (\theta_{HT} - \theta_{VT})))] \\ &\quad - \alpha_V \cdot \alpha_H \cdot V(t) \\ \text{XPIC応答} &: -\alpha_V \end{aligned}$$

本発明のXPIC応答と上記従来のXPIC応答を比較すると、従来含まれていた時間変動を伴うローカル位相差成分 $\exp(j(\theta_{HR} - \theta_{VR}))$ が除かれていることが分かる。

## 【0063】

XPICは一般に二次元のトランスバーサルフィルタで構成されているため、位相成分を付加することは問題ない。ところがこの位相成分が時間的に変動する場合には、位相成分の変動に追従してトランスバーサルフィルタのタップ係数を調整しなければならない。このタップ係数は交差偏波間干渉量の増加に伴い大きくなるため、位相調整もそれだけ困難になる。

## 【0064】

このため、従来のXPICでは位相雑音成分の増加に伴い交差偏波間干渉補償特性が劣化していたが、本発明のXPICでは、位相差成分の時間変動は別途設けられた無限移相器20, 20'で補償されるため、XPIC応答の時定数は交差偏波間干渉の時間変動成分に応じて最適に設定することができる。

## 【0065】

図 4 は、本発明の他の実施形態を示す交差偏波間干渉補償回路ブロック図である。本実施の形態は、図 1 に示した実施形態から、受信ローカル信号用の共通リファレンス発振器 17 を取り除いた構成となっている。

#### 【0066】

本実施の形態では、無限移相器 41 は位相雑音のみでなく各受信ローカルの周波数差まで追従する能力が要求されるが、V 偏波及び H 偏波のローカル発振器が独立に発振することにより回路構成の簡単化をはかることができる。また V 偏波と H 偏波の独立性を高めることにより、片偏波の保守を行う際や障害発生時の対応が簡単化される。

#### 【0067】

なおこの実施の形態においても、基本的な動作は図 1 で説明した実施の形態と同様であり、相違点は無限移相器 30 の機能が位相差追従から周波数差追従に拡張されることのみである。

#### 【0068】

##### 【発明の効果】

本発明によれば、従来の受信リファレンス同期方式の X P I C において問題となった自偏波と異偏波のローカル位相雑音による X P I C 特性の劣化を防止することができる。

#### 【0069】

また、リファレンス発振器を V 偏波と H 偏波で独立とすることにより、さらに回路構成の簡素化及び保守操作性の向上をはかることができる。

##### 【図面の簡単な説明】

#### 【図 1】

本発明のリファレンス同期を用いた受信ローカル同期方式の送受信システムを示すブロック構成図である。

#### 【図 2】

本発明の復調器の詳細を示すブロック図である。

#### 【図 3】

本発明で用いるローカル位相差検出器の詳細を示すブロック図である。

【図 4】

本発明の他の実施形態を示す交差偏波間干渉補償回路ブロック図である。

【図 5】

従来のリファレンス同期を用いた受信ローカル同期方式の復調システム構成を示すブロック図である。

【図 6】

従来の復調器の詳細を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1 / 1'    V / H の送信データ信号
- 2 / 2'    復調データ信号
- 3    自偏波の I F 信号入力端子
- 4    異偏波の I F 信号入力端子
- 5    復調器出力端子
- 7 / 7'    V / H 偏波の受信ローカル信号
- 8 / 8'    E P S 2 0 / 2 0' の制御端子
- 1 1 / 1 1'    V / H 変調器
- 1 2 / 1 2'    V / H 送信器
- 1 3 / 1 3'    V / H 送信アンテナ
- 1 4 / 1 4'    V / H 受信アンテナ
- 1 5 / 1 5'    V / H 受信器
- 1 6 / 1 6'    V / H 受信ローカル発振器
- 1 7    共通リファレンス発振器
- 1 8 / 1 8'    V / H 復調器
- 1 9    ローカル位相差検出器
- 2 0, 2 0', 2 6, 2 6'    無限移相器 (E P S : Endless Phase Shifter )
- 2 1    一次キャリア発振器
- 2 2, 2 2', 5 1    乗算器
- 2 3, 2 3', 5 2    低域ろ波器

2 4 , 2 4 ' , 5 3 A / D 変換器

2 5 , 5 6 数値演算制御発振器 (NCO : Numerical Controlled Oscillator)

2 7 キャリア同期制御器

2 8 加算器

2 9 判定回路

3 0 トランスバーサルフィルタ

3 1 タップ係数制御回路

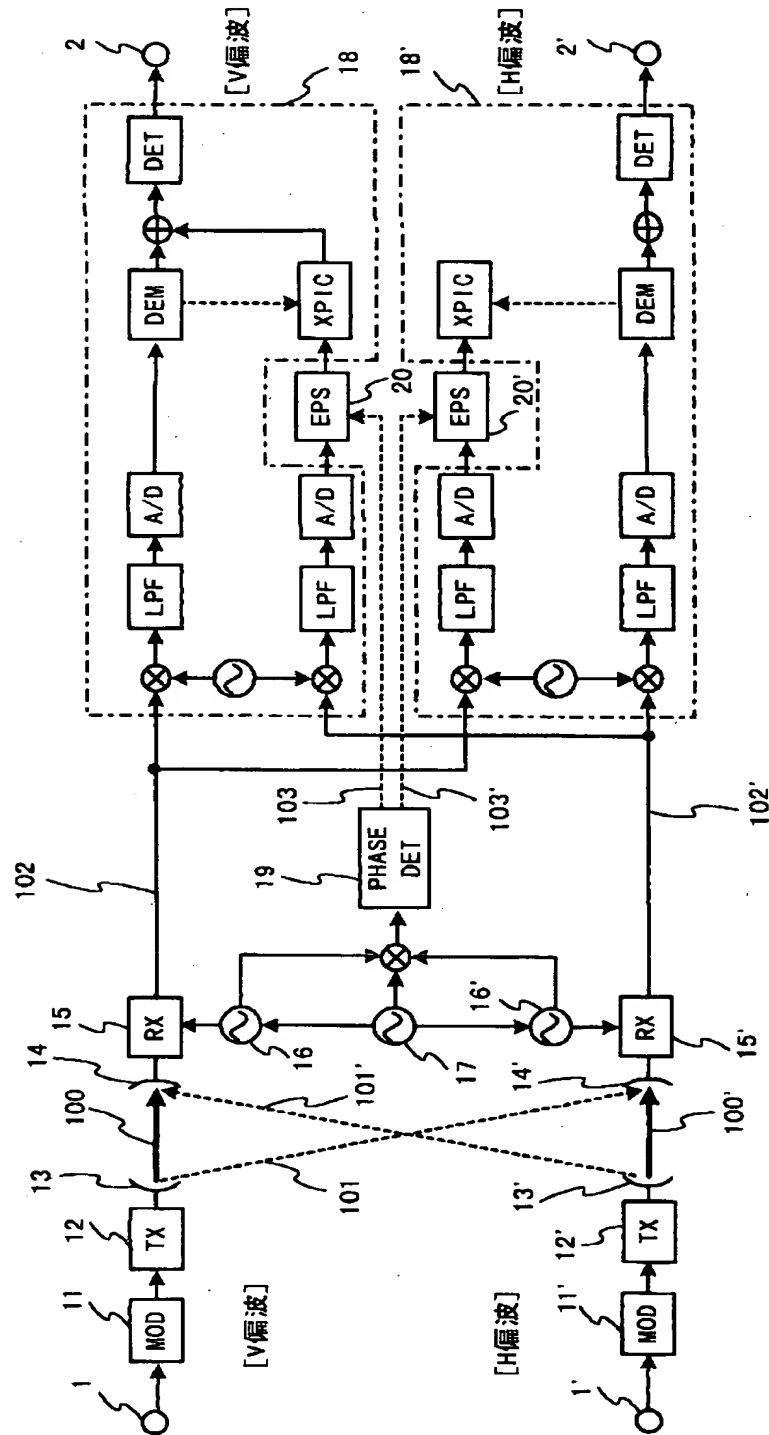
5 4 移相比較器

5 5 ループフィルタ

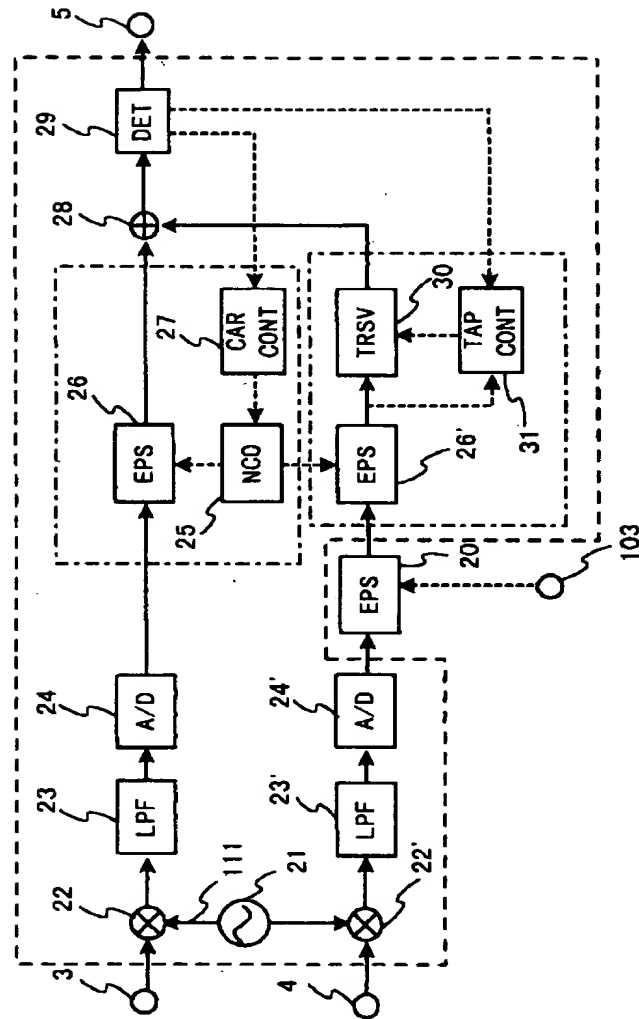
【書類名】

図面

【図 1】

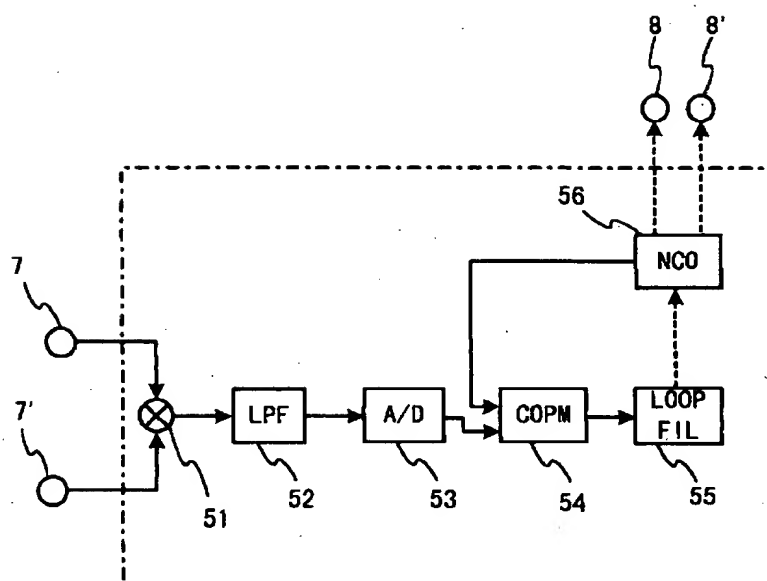


【図 2】

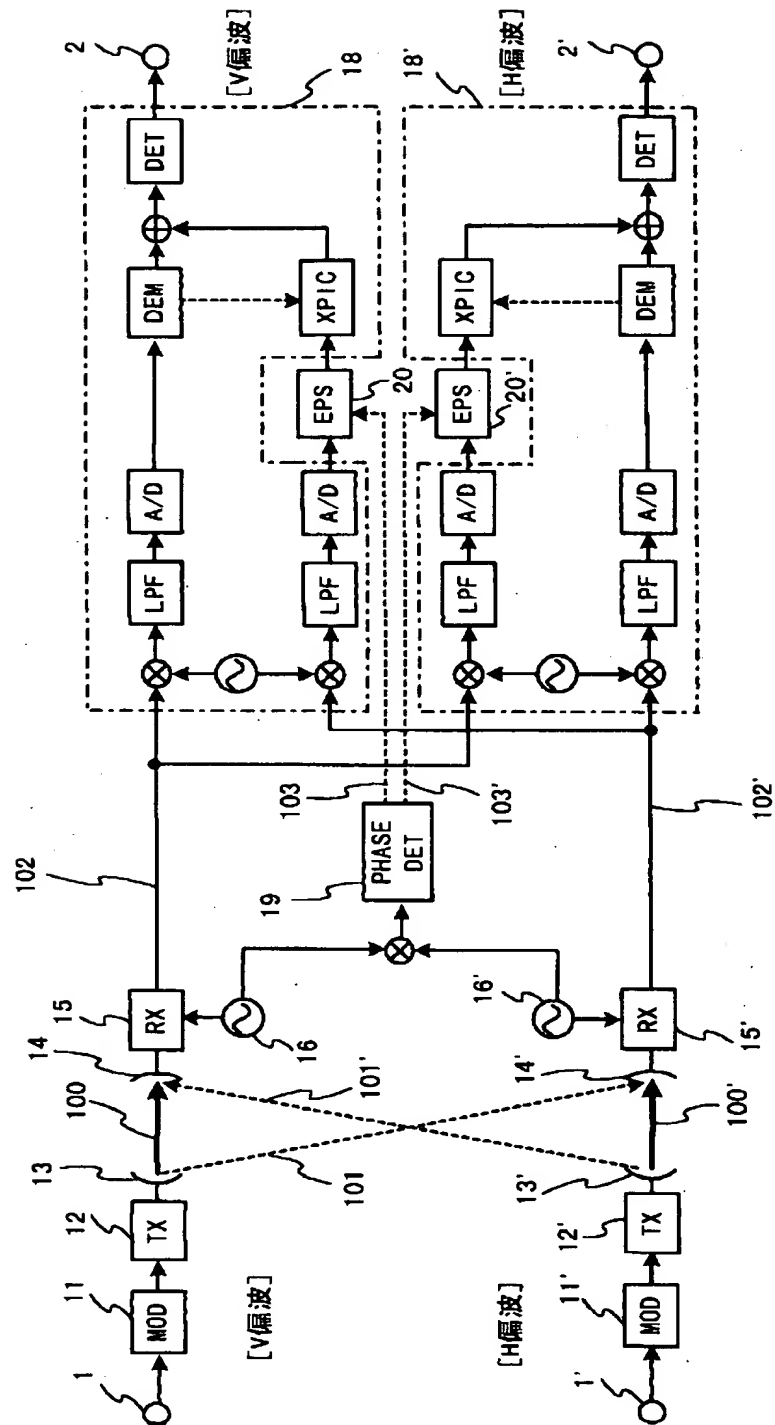




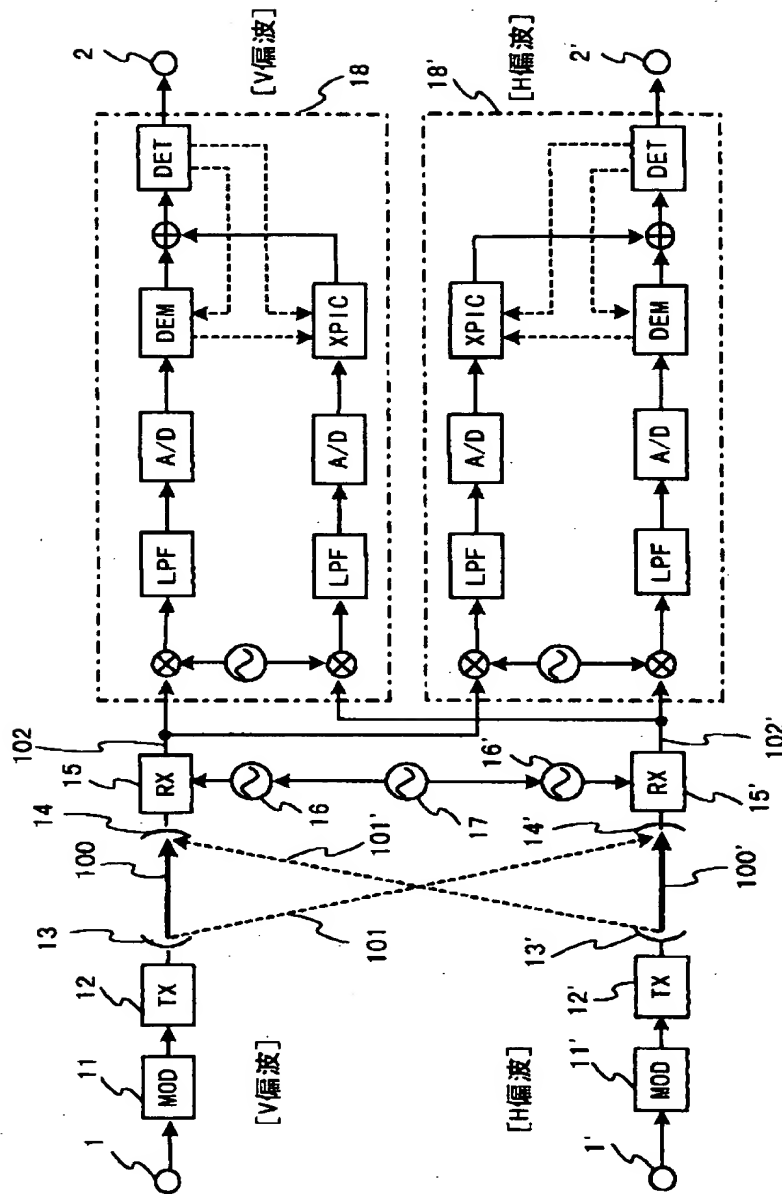
【図 3】



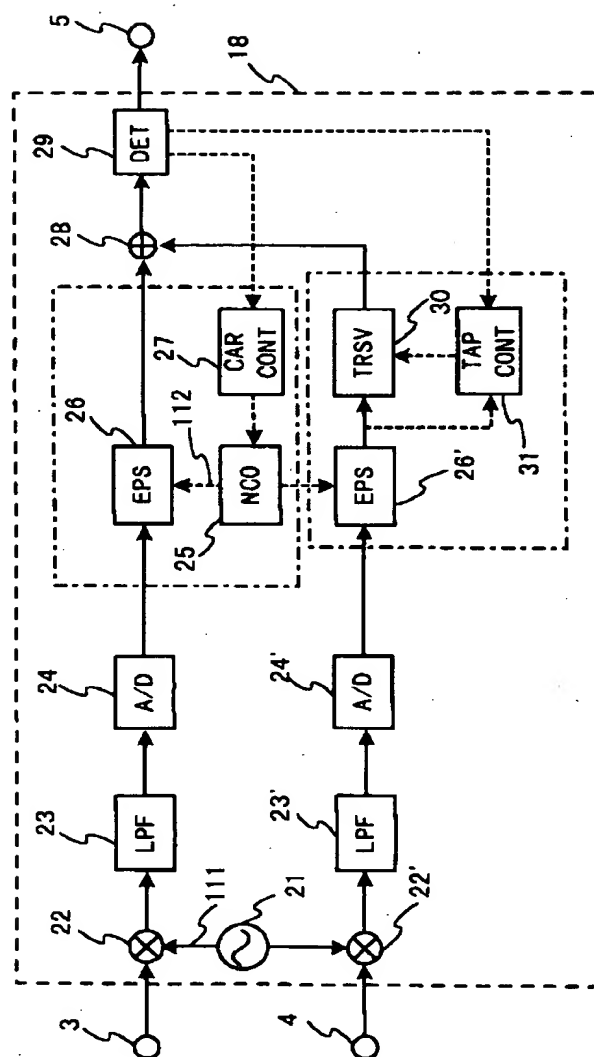
【図 4】



【図 5】



【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 受信リファレンス同期方式の X P I C における自偏波と異偏波のローカル位相雑音による交差偏波間干渉補償特性の劣化を防止する。

【解決手段】 互いに直交する偏波のそれぞれの受信ローカル発振器 1 6 , 1 6 ' で発生する位相関係を検出するローカル位相差検出器 1 9 と、該ローカル位相差検出器で検出した位相差を補償する無限移相器 ( E P S ) 2 0 , 2 0 ' を装備し、 R F 段での自偏波送信信号と異偏波干渉信号との位相関係と干渉除去を行うベースバンド段での自偏波ベースバンド信号とベースバンド X P I C 参照信号との位相関係とが同一となるように、 X P I C に入力する以前に X P I C 参照信号に存在する位相及び位相雑音成分を補償する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社